

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : **09-083433**

(43)Date of publication of application : **28.03.1997**

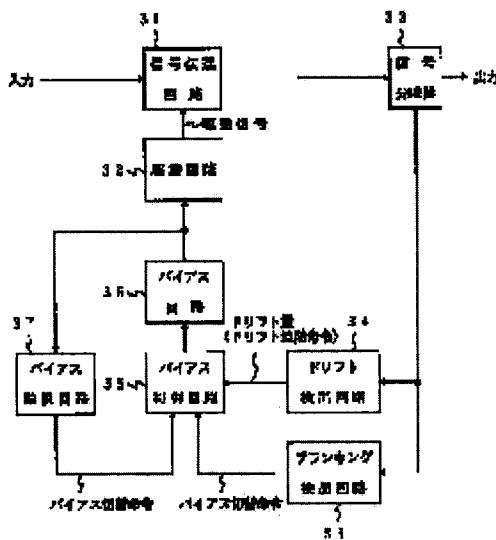
(51)Int.Cl. **H04B 10/00**  
**H04N 7/22**

(21)Application number : **07-241278** (71)Applicant : **TOSHIBA CORP**  
(22)Date of filing : **20.09.1995** (72)Inventor : **SHIMIZU FUMIHIKO**

## (54) DRIFT CORRECTION SYSTEM FOR SIGNAL TRANSMISSION CIRCUIT

### (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To conduct drift tracking within its variable range even when a variable range of a drive circuit tracing a transmission characteristic drift of the signal transmission circuit has a limit.



**SOLUTION:** Part of the output of a signal transmission circuit 31 is branched by a signal branching device 33, a drift detection circuit 34 detects a drift from the branched signal and a bias control circuit 35 controls a bias output to the driving signal of a bias circuit 36 so as to correct the detected drift. In this case, a bias monitor circuit 37 monitors a bias output and when it exceeds a variable range of the driving signal, the circuit 37 allows the bias control circuit 35 to control a driving signal for one period of the transmission characteristic of the signal transmission circuit 31 has a periodicity

with respect to the driving signal. However, a blanking detection circuit 38 detects a blanking period from an output of the branching device 33 so as to avoid the deterioration in the quality of the signal by the shift processing and conducts shift processing for the period.

### \* NOTICES \*

JPO and INPI are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

---

## CLAIMS

---

### [Claim(s)]

[Claim 1] A drift amendment method of a signal transduction circuit which is controllable according to a driving signal in a transfer characteristic given to a transmission signal, is used for a signal transduction circuit where said transfer characteristic has periodicity corresponding to change of said driving signal, and amends a drift of said transfer characteristic characterized by comprising the following.

A drive circuit which generates a driving signal given to said signal transduction circuit.

A drift detection means which detects a drift of said signal transduction circuit.

A driving signal control means which amends a drift of said transfer characteristic by generating a control signal which amends a drift detected by this means, and supplying said drive circuit.

A control signal monitor means which makes a prediction judgment of supervising a control signal outputted from said driving signal control means, and crossing a variable range of said driving signal by the control means concerned is provided, A function to which said transfer characteristic shifts said driving signal by a round term when said driving signal control means is judged that a control signal crosses a variable range of a driving signal by said control signal monitor means.

[Claim 2] A drift amendment method of the signal transduction circuit according to claim 1 detecting a drift from a signal which said drift detection means was provided with a signal branch means which branches in a part of output signal of said signal transduction circuit, and branched by this signal branch means.

[Claim 3] A drift amendment method of the signal transduction circuit according to claim 1, wherein it has a blanking detection means to detect a blanking period from said transmission signal and said driving signal control means performs shift processing of said driving signal at a blanking period detected by said blanking detection means.

[Claim 4] When a control signal is judged to cross a variable range of a driving signal by said driving signal monitor means, A drift amendment method of the signal transduction circuit according to claim 1, wherein it has a blanking detection means to detect a blanking period from said transmission signal and said driving signal control means performs shift processing of said driving signal based on a blanking detection result of said blanking detection means.

[Claim 5] claims 3 and 4 when said transmission signal is burst data which has a window period with a constant period, wherein said blanking detection means detects a window period of said burst data -- either -- a drift amendment method of a signal transduction circuit of a statement.

[Claim 6] a time of said transmission signal being a video signal which has perpendicularity and a horizontal blanking period with a constant period -- that said video signal of said blanking detection means is vertical, or claims 3 and 4 detecting a horizontal blanking period -- either -- a drift amendment method of a signal

transduction circuit of a statement.

[Claim 7]When said signal transduction circuit is a wavelength variable optical filter which extracts a lightwave signal of arbitrary wavelength from a lightwave signal and the optical filter concerned is that to which a light transmission wavelength characteristic is changed according to said driving signal, A drift amendment method of the signal transduction circuit according to claim 1 when said driving signal control means is judged that a control signal crosses a variable range of a driving signal by said control signal monitor means, wherein a free spectrum space of said light transmission wavelength characteristic carries out the integral multiple shift of said driving signal.

[Claim 8]A drift amendment method of the signal transduction circuit according to claim 7, wherein said wavelength variable optical filter is a fiber Fabry-Perot wavelength variable optical filter.

[Claim 9]When said wavelength variable optical filter is a fiber Fabry-Perot wavelength variable optical filter, said drift detection means, A drift amendment method of the signal transduction circuit according to claim 7 measuring a parameter showing transmitted wave length determined by cavity length which constitutes a Fabry-Perot resonator, and detecting a drift of the transmitted wave length characteristic of a wavelength variable optical filter from this parameter.

[Claim 10]When it is an optical intensity modulator which said signal transduction circuit modulates according to a driving signal which had light intensity of conveyance light modulated and the optical intensity modulator concerned is that to which the optical power characteristic is changed according to said driving signal, A drift amendment method of the signal transduction circuit according to claim 1 characterized by half-wave voltage of said optical power characteristic equivalent-shifting said driving signal even times when said driving signal control means is judged that a control signal crosses a variable range of a driving signal by said control signal monitor means.

[Claim 11]A drift amendment method of the signal transduction circuit according to claim 10, wherein said optical intensity modulator is a Mach-Zehnder type.

## DETAILED DESCRIPTION

### [Detailed Description of the Invention]

#### [0001]

[Field of the Invention]In the system which transmits the signal which has blanking periods, such as an image (data), especially a lightwave transmission system, etc., this invention relates to the drift amendment method of the signal transduction circuit in which a transfer characteristic carries out a drift with an environmental variation or aging.

#### [0002]

[Description of the Prior Art]The fiber Fabry-Perot (FFP) wavelength variable optical filter which chooses required wavelength light from the multiplexed light of each wavelength by which signal abnormal conditions were carried out in wavelength-multiplexing-light transmission systems as a signal transduction circuit is made into an example, and the 1st composition and problem of a conventional example are explained with reference to drawing 10 from drawing 8.

[0003] Drawing 8 shows the composition and the FFP wavelength variable optical filter 11 extracts only the lightwave signal of the specified wavelength according to driver voltage from a wavelength-multiplexing-light input. The lightwave signal extracted with this optical filter 11 branches in part with the light branching machine 12, is changed into an electrical signal in light / electrical conversion circuit 13, and is inputted into the drift detector circuit 14.

[0004] This drift detector circuit 14 monitors the power peak of the transmitted light, for example, the drift of wavelength is detected, and that detection result is sent to the driver voltage control circuit 15. This driver voltage control circuit 15 is given to the drive circuit 16 in quest of the bias value equivalent to a drift amount, and controls the driver voltage value of the optical filter 11 generated in this drive circuit 16.

[0005] Operation and the characteristic of the FFP wavelength variable optical filter 11 are shown in drawing 9. As shown in the figure, this optical filter 11 can control the light wavelength penetrated by the driver voltage  $V$  to impress, and can choose only the lightwave signal of required wavelength  $\lambda_A$  out of the lightwave signal by which wavelength multiplexing was carried out.

[0006] Here, from the structure of an optical resonator, the above-mentioned optical filter 11 has the periodic characteristic, as shown in the figure. Generally the cycle of the transmitted wave length corresponding to the same driver voltage is called the free spectrum space (FSR:Free Spectral Range). That is, if driver voltage  $V$  corresponding to arbitrary transmitted wave length is enlarged, the first arbitrary transmitted wave length will be again obtained on a certain voltage  $V_{FSR}$ .

[0007] By the way, when a FFP wavelength variable optical filter has an environmental variation and aging, this transmitted wave length characteristic has the character which carries out a drift like B from the Drawing A, and in the driver voltage  $V$  as it is, in connection with the drift of the transmitted wave length characteristic, transmitted wave length is changed from  $\lambda_A$  to  $\lambda_B$ , and it has a problem which deviation  $\Delta\lambda$  produces.

[0008] Then, in order to avoid this problem, a part of output of the optical filter 11 is taken out, it changes into an electrical signal, a drift is detected with arbitrary techniques, and driver voltage is controlled by the 1st conventional example shown in drawing 8 to follow in footsteps of a drift with that detecting signal. Generally this drift amendment method is often used.

[0009] If change imitation of the driver voltage of the FFP wavelength variable optical filter 11 is carried out with  $V_A \rightarrow V_B \rightarrow V_C$  in connection with drift  $A \rightarrow B \rightarrow C$  of the transmitted wave length characteristic as by performing such drift amendment shows to drawing 10, transmitted wave length can be kept constant with  $\lambda_A = \lambda_B = \lambda_C$ .

[0010] However, generally, the drive circuit 16 has restriction of the maximum driver voltage  $V_{max}$  as shown in the figure on the circuitry, and the driver voltage variable range is determined by this. Therefore, as the drift of the transmitted wave length characteristic shown in the Drawing D, when it becomes larger than a variable range, the driver voltage cannot follow in footsteps of this drift, but transmitted wave length is set to  $\lambda_D$  and will have deviation  $\Delta\lambda$  as shown in (D). This will pose a problem which leads to un-working (system failure) of the whole system that required wavelength selection cannot be performed.

[0011] Although what is necessary is just to enlarge the driver voltage range of a drive circuit in order to solve this problem, there is technical or a realistic limit including cost. Although what is necessary is just to oppress the drift characteristic of the FFP wavelength variable optical filter itself, this also has a technical

limit.

[0012]Next, the Mach-Zehnder (MZ) type optical intensity modulator which carries out intensity modulation of the optical input signal, and transmits it with an electric modulating signal in a lightwave transmission system as a signal transduction circuit is made into an example, and the 2nd composition and problem of a conventional example are explained with reference to drawing 13 from drawing 11.

[0013]Drawing 11 shows the composition and MZ type optical intensity modulator 21 carries out the abnormal-conditions output of the optical input of a prescribed wavelength according to the driver voltage from the drive circuit 22 modulated by the modulating signal. The modulated light outputted from this optical intensity modulator 21 branches in part with the light branching machine 23, is changed into an electrical signal in light / electrical conversion circuit 24, and is inputted into the DC drift detector circuit 25.

[0014]This DC drift detector circuit 25 carries out smoothness of the input signal, for example, the amount of DC drifts is detected from change of that DC component, and that detection result is sent to the DC-bias control circuit 26. This DC-bias control circuit 26 is given to the DC-bias circuit 27 in quest of the bias value equivalent to the amount of DC drifts, and controls the DC-bias pressure value over the drive circuit 22 generated in this DC-bias circuit 27.

[0015]Operation and the characteristic of MZ type optical intensity modulator 21 are shown in drawing 11. As shown in the figure, this optical intensity modulator 21 can control the operating point of a modulating signal by the DC-bias voltage  $V$  to impress at the optimal point of the optical power characteristic A, and can optimize an optical input like a modulated light output (A) according to the inputted electric modulating signal.

[0016]Here, the above-mentioned optical intensity modulator 21 has the periodic optical power characteristic, as shown in the figure. Generally the bias voltage in which only the half-wave length modulates the phase of input light with MZ type optical intensity modulator 21 is called half-wave voltage  $V_{pi}$ . That is, if DC-bias voltage  $V$  which provides the arbitrary operating point is enlarged, it will become the first arbitrary operating point again by voltage change of  $4V_{pi}$ .

[0017]By the way, when MZ type optical intensity modulator has an environmental variation and aging, this optical power characteristic has the character which carries out a drift like B from the Drawing A, and has a problem on which a modulated light output is distorted like B in connection with the drift of the optical power characteristic on the DC-bias voltage  $V$  as it is.

[0018]Then, in order to solve the above-mentioned problem, a part of output of MZ type optical intensity modulator 21 is taken out, it changes into an electrical signal, a DC drift is detected with arbitrary techniques, and DC-bias voltage is controlled by the 2nd conventional example shown in drawing 11 to follow in footsteps of a drift with the detecting signal. This drift amendment method is also often generally used.

[0019]If change imitation of the DC-bias voltage  $V$  of MZ type optical intensity modulator 21 is carried out with  $VA \rightarrow VB \rightarrow VC$  in connection with drift  $A \rightarrow B \rightarrow C$  of the optical power characteristic as by performing such drift amendment shows to drawing 13, A modulated light output (A, B, C) can be distorted with  $A=B=C$ , and can be kept there is nothing and constant.

[0020]However, generally, the drive circuit 22 has restriction of the maximum DC-bias voltage  $V_{max}$  as shown in the figure on the circuitry, and the DC-bias variable range is determined by this. Therefore, the

DC-bias voltage VD cannot follow in footsteps of this drift, but as the drift of the optical power characteristic shows in the Drawing D, when it becomes larger than a variable range, as shown in (D), a modulated light output will be distorted again. This will pose a problem which leads to the system failure of the whole system that the required transmission quality cannot be held.

[0021] Although what is necessary is just to enlarge the DC-bias range of a drive circuit in order to solve this problem, there is technical or a realistic limit including cost. What is necessary is just to oppress the drift characteristic of the MZ type optical intensity modulator itself, and the effective method is examined now, and there is a limit in compensating this in the long run, and a high cost will also be caused.

[0022]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] Since the limit of a variable range is located in the drift amendment method of the conventional signal transduction circuit in the drive circuit which follows in footsteps of a transfer characteristic drift as stated above, if a drift which crosses the variable range occurs, a problem which it becomes already impossible following in footsteps and leads to a system failure will be produced.

[0023] Even if the technical problem of this invention has a limit in the variable range of the drive circuit which solves the above-mentioned problem and follows in footsteps of the transfer characteristic drift of a signal transduction circuit, Drift imitation can be performed in the variable range, a problem which leads to a system failure by this is avoided, and it is in providing the drift amendment method of the signal transduction circuit which can build a reliable signal transmission system.

[0024]

[Means for Solving the Problem] A drift amendment method of a signal transduction circuit concerning this invention which solves an aforementioned problem, (1) According to a driving signal, it is controllable in a transfer characteristic given to a transmission signal, and is used for a signal transduction circuit where said transfer characteristic has periodicity corresponding to change of said driving signal, A drive circuit which generates a driving signal which is a method which amends a drift of said transfer characteristic, and is given to said signal transduction circuit, A driving signal control means which amends a drift of said transfer characteristic by generating a control signal which amends a drift detection means which detects a drift of said signal transduction circuit, and a drift detected by this means, and supplying said drive circuit, A control signal monitor means which makes a prediction judgment of supervising a control signal outputted from said driving signal control means, and crossing a variable range of said driving signal by the control means concerned is provided, Said driving signal control means has a function to which said transfer characteristic shifts said driving signal by a round term, when a control signal is judged to cross a variable range of a driving signal by said control signal monitor means.

[0025] In composition of (2) and (1), said drift detection means is provided with a signal branch means which branches in a part of output signal of said signal transduction circuit, and a drift is detected from a signal which branched by this signal branch means.

[0026] In composition of (3) and (1), it has further a blanking detection means to detect a blanking period from said transmission signal, and said driving signal control means performs shift processing of said driving signal at a blanking period detected by said blanking detection means.

[0027] (4) When it is further judged in composition of (1) that a control signal crosses a variable range of a

driving signal by said driving signal monitor means. Having a blanking detection means to detect a blanking period from said transmission signal, said driving signal control means performs shift processing of said driving signal based on a blanking detection result of said blanking detection means.

[0028]Namely, in a drift amendment method of a signal transduction circuit by composition of (1). It uses that periodicity is in the characteristic of a signal transduction circuit, and when there is a drift which crosses a variable range of a driving signal, it enables it to perform drift imitation in the variable range in a transfer characteristic shifting a driving signal by a round term.

[0029]He branches in a part of output signal of said signal transduction circuit, and is trying to prevent degradation of an output signal by drift detection by detecting a drift from this branch signal in composition of (2).

[0030]A blanking period of a transmission signal is used, and he detects this blanking period, and is trying to prevent quality degradation of a signal accompanying shift processing by performing shift processing of a driving signal in this period in (3) or (4) composition.

[0031]

[Embodiment of the Invention]Hereafter, with reference to drawing 1 thru/or drawing 8, an embodiment of the invention is described in detail. Drawing 1 shows the composition at the time of applying the drift amendment method concerning this invention to the signal transmission system provided with arbitrary signal transduction circuits as a 1st embodiment, and the signal transduction circuit 31 gives a predetermined transfer characteristic to an input signal according to the driving signal from the drive circuit 32. The signal outputted from this signal transduction circuit 31 branches in part with the signal branch machine 33, and is inputted into the drift detector circuit 34.

[0032]This drift detector circuit 34 gives the drift amount which detected the drift amount from the input signal with the predetermined technique, and was detected to the bias control circuit 35 at the time of that detection.

[0033]The bias control circuit 35 is given to the bias circuit 36 in quest of the bias value equivalent to the given drift amount, and controls the bias voltage value generated in this bias circuit 36. The bias voltage outputted from the bias circuit 36 is supplied to the drive circuit 32, and it is supplied also to the bias supervisory circuit 37.

[0034]This bias supervisory circuit 37 generates a bias change command, when it supervises whether input bias voltage exceeds a threshold level and a threshold level is exceeded. This bias change command is sent to the bias control circuit 35.

[0035]On the other hand, the signal which branched with the signal branch machine 33 is supplied also to the blanking detector circuit 38. This blanking detector circuit 38 detects a blanking period from an input signal, and generates a bias change command at the time of blanking period detection. This bias change command is also sent to the bias control circuit 35.

[0036]Although the bias control circuit 35 usually operates only with a drift imitation command, when a bias change command is simultaneously given from the bias supervisory circuit 37 and the blanking detector circuit 38, it has a function which only the amount of FSR shifts a bias value.

[0037]That is, the operating point of the signal transduction circuit 31 is controllable by the above-mentioned composition with the bias voltage impressed via the drive circuit 32 at the optimal point of

the signal transfer characteristics. If such a signal transduction circuit has an environmental variation and aging, the characteristic has the character which carries out a drift, and an output will be distorted in connection with the drift of the characteristic in bias voltage as it is. For this reason, a part of output of the signal transduction circuit 31 is taken out, a drift is detected with arbitrary techniques, and bias voltage is controlled to follow in footsteps of a drift by that detection result.

[0038]However, a variable range will be determined as the drive circuit 32 which controls the characteristic of the signal transduction circuit 31 by restriction of the maximum of a driving signal on the circuitry. For this reason, it cannot be coped with when the drift more than that variable range arises. Then, it uses having periodic signal transfer characteristics in the above-mentioned signal transduction circuit 31 in the composition of this embodiment. When a bias value exceeds a threshold in the bias supervisory circuit 37, give a bias change command to the bias control circuit 35, and he makes the bias change of FSR perform, and is trying to store the operating point in tolerance level.

[0039]However, if a bias change is performed, an output signal will be disrupted, or a noise will enter and the quality degradation of a signal will be caused. Then, the blanking detector circuit 38 detects the blanking period of an output signal, and a bias change is directed by the detection timing.

[0040]Therefore, since according to the above-mentioned composition the bias value is shifted by FSR at the time of the non-signal of an output even if there is a drift which crosses the variable range of the drive circuit 32 which follows in footsteps of the transfer characteristic drift of the signal transduction circuit 31, drift imitation can be performed in the variable range.

[0041]Drawing 2 shows the composition at the time of applying the drift amendment method concerning this invention to the signal transmission system provided with arbitrary signal transduction circuits as a 2nd embodiment. In drawing 2, identical codes are attached and shown in drawing 1 and identical parts, and the explanation duplicate here is omitted to them.

[0042]That is, in the composition of a 1st embodiment shown in drawing 1, it detects that the bias change command was simultaneously outputted from the bias supervisory circuit 37 and the blanking detector circuit 38 in the bias control circuit 35, and was made to perform a bias change.

[0043]On the other hand, in a 2nd embodiment, when the output of the bias circuit 36 exceeds a threshold from the bias supervisory circuit 37, make a blanking detection command output and the blanking detector circuit 38 is started. Only the bias change command generated by blanking detection of an output signal in this circuit 38 is made to perform the bias change of the bias control circuit 35. Also by this composition, the same effect as a 1st embodiment can be acquired.

[0044]Drawing 3 shows the composition at the time of applying the drift amendment method concerning this invention to the lightwave transmission system which used the FFP wavelength variable optical filter for the signal transduction circuit as a 3rd embodiment. In drawing 3, identical codes are attached and shown in drawing 8 and identical parts, and the explanation duplicate here is omitted to them.

[0045]The driver voltage supervisory circuit 17 where the driver voltage further outputted to the circuitry which showed drawing 8 the composition of this embodiment from the drive circuit 16 detects whether a threshold is exceeded or not, In [ add the blanking detector circuit 18 which detects a blanking period from the output signal of light / electrical conversion circuit 13, and ] the driver voltage control circuit 15, When the drift exceeding the variable range of driver voltage occurs from both the detection results of the driver

voltage supervisory circuit 17 and the blanking detector circuit 18, it is made to perform control which shifts driver voltage to a blanking period by FSR.

[0046]The above-mentioned control action is concretely explained with reference to drawing 4 and drawing 5. Drawing 4 shows operation and the characteristic of the FFP wavelength variable optical filter 11, and as shown in the figure, this optical filter 11 can control the light wavelength penetrated by the driver voltage  $V$  to impress, and can choose only the lightwave signal of required wavelength  $\lambda_A$  out of the lightwave signal by which wavelength multiplexing was carried out. The transmitted wave length characteristic has periodicity (FSR), as mentioned above.

[0047]Here, the FFP wavelength variable optical filter 11 has an environmental variation and aging, if the transmitted wave length characteristic carries out a drift like B from the Drawing A, in the driver voltage  $V$  as it is, in connection with the drift of the transmitted wave length characteristic, transmitted wave length will be changed from  $\lambda_A$  to  $\lambda_B$ , and deviation  $\Delta\lambda$  will arise. Then, a part of output of the optical filter 11 is taken out, it changes into an electrical signal, a drift is detected with arbitrary techniques, and driver voltage is controlled to follow in footsteps of a drift with the detecting signal.

[0048]Apart from this, as composition of the drift detector circuit 14, Parameters, such as electric capacity showing the transmitted wave length determined by the cavity length which constitutes the Fabry-Perot resonator of the wavelength variable optical filter 11, are measured, A drift is detected by detecting the drift of the transmitted wave length characteristic of a wavelength variable optical filter from this parameter, and there is also a method which controls driver voltage to follow in footsteps of a drift with that detecting signal.

[0049]If change imitation of the driver voltage of the FFP wavelength variable optical filter 11 is carried out with  $V_A \rightarrow V_B \rightarrow V_C$  by performing such drift amendment in connection with drift  $A \rightarrow B \rightarrow C$  of the transmitted wave length characteristic, transmitted wave length can be kept constant with  $\lambda_A = \lambda_B = \lambda_C$ .

[0050]On the other hand, the drive circuit 16 has restriction of the maximum driver voltage  $V_{max}$  as mentioned above, and the driver voltage variable range is determined by this. As the drift of the transmitted wave length characteristic shown in the Drawing D, when it becomes larger than a variable range, it becomes impossible therefore, for driver voltage to follow in footsteps of this drift.

[0051]Then, the case where the transmitted wave length characteristic shown in drawing 4 carries out a drift like C or D in the above-mentioned composition, and imitation driver voltage crosses a variable range is taken into consideration, The threshold  $V_{th}$  (a figure  $V_{th}=V_{max}$ ) that driver voltage does not cross a variable range beforehand is set up to the driver voltage supervisory circuit 17, and when driver voltage exceeds the threshold  $V_{th}$ , a driver voltage change command is given to the driver voltage control circuit 15.

[0052]Only the FSR equivalent VFSR of known [ control circuit / 15 / which received this command / driver voltage ] beforehand shifts driver voltage into that variable range. The driver voltage  $V$  is specifically changed to the value fluctuated by VFSR from  $V_{th}$ , and the transmitted wave length characteristic is changed from C and D by a round term like C' and D'.

[0053]For example, in drawing 4, if the driver voltage  $V$  serves as  $V_C = V_{max} = V_{th}$ , with a driver voltage change command, the driver voltage  $V$  will shift only VFSR and will change to the value of  $V_{C'}$ . Thereby, also when a drift crosses a driver voltage variable range, as shown in the figure, transmitted wave length is

kept constant with  $\lambda_A = \lambda_B = \lambda_C = \lambda_D$ .

[0054] However, as mentioned above, if driver voltage is changed during optical power, the output will be disrupted or a noise will ride. So, in the above-mentioned composition, the blanking detector circuit 18 which detects a blanking period from a photoelectric conversion output is formed, and only when the blanking period is detected in this circuit 18, the switching operation of driver voltage is made to be performed.

[0055] For example, by burst data, it had the window period as shown in drawing 5 (a), and has the vertical blanking period as shown in drawing 5 (b) in the video signal. If such a period is detected in the above-mentioned blanking detector circuit 18 and a driver voltage change command is given to the driver voltage control circuit 15 at the time of the detection, switching operation of driver voltage will come to be performed in the period, and quality degradation of a transmission signal will not be produced.

[0056] In the above-mentioned embodiment, like a 2nd embodiment, the blanking detector circuit 18 is started by the detect output of the driver voltage supervisory circuit 17, and, of course, it may be made to perform a driver voltage changing process by the blanking detect output of this blanking detector circuit 18.

[0057] Drawing 6 shows the composition at the time of applying the drift amendment method concerning this invention to the lightwave transmission system which used MZ type optical intensity modulator for the signal transduction circuit as a 4th embodiment. In drawing 6, identical codes are attached and shown in drawing 11 and identical parts, and the explanation duplicate here is omitted to them.

[0058] The DC-bias supervisory circuit 28 where the DC-bias value further outputted to the circuitry which showed drawing 11 the composition of this embodiment from the DC-bias circuit 27 detects whether a threshold is exceeded or not, In [ add the signal branch machine 29 which branches a part of modulating signal, and the blanking detector circuit 30 which detects a blanking period from the branched modulating signal, and ] the DC-bias control circuit 26, When the drift exceeding the variable range of DC-bias voltage occurs from both the detection results of the DC-bias supervisory circuit 28 and the blanking detector circuit 30, it is made to perform control which shifts DC-bias voltage to a blanking period by FSR.

[0059] The above-mentioned control action is concretely explained with reference to drawing 7. Drawing 7 shows operation and the characteristic of MZ type optical intensity modulator 21, and this optical intensity modulator 21, As shown in the figure, the operating point of a modulating signal can be controlled by the DC-bias voltage  $V$  to impress at the optimal point of the optical power characteristic A, and an optical input can be optimized like a modulated light output (A) according to the inputted electric modulating signal. The optical power characteristic has periodicity, as mentioned above.

[0060] Here, the above-mentioned optical intensity modulator 21 has an environmental variation and aging, and if the drift of the optical power characteristic is carried out like B from the Drawing A, on the DC-bias voltage  $V$  as it is, a modulated light output will be distorted in connection with the drift of the optical power characteristic. Then, a part of output of MZ type optical intensity modulator 21 is taken out, it changes into an electrical signal, a DC drift is detected with arbitrary techniques, and DC-bias voltage is controlled to follow in footsteps of a drift with the detecting signal.

[0061] If change imitation of the DC-bias voltage  $V$  of MZ type optical intensity modulator 21 is carried out with  $VA \rightarrow VB \rightarrow VC$  in connection with drift  $A \rightarrow B \rightarrow C$  of the optical power characteristic by performing such drift amendment, it can be distorted with  $A=B=C$  and a modulated light output (A, B, C) can be kept

there is nothing and constant.

[0062]On the other hand, the drive circuit 22 has restriction of the maximum DC-bias voltage  $V_{max}$  as mentioned above, and the DC-bias variable range is determined by this. As the drift of the optical power characteristic shows in the Drawing D, when it becomes larger than a variable range, it becomes impossible therefore, for the DC-bias voltage  $VD$  to follow in footsteps of this drift.

[0063]Then, the case where the optical power characteristic shown in drawing 7 carries out a drift like C or D in the above-mentioned composition, and imitation DC-bias voltage crosses a variable range is taken into consideration, The threshold  $V_{th}$  (a figure  $V_{th}=V_{max}$ ) that DC-bias voltage does not cross a variable range beforehand is set up to the DC-bias supervisory circuit 28, and when DC-bias voltage exceeds the threshold  $V_{th}$ , a DC-bias voltage change command is given to the DC-bias control circuit 26.

[0064]The DC-bias control circuit 26 which received this command shifts a DC bias into that variable range only 2n time of known half-wave voltage  $V_{pi}$  beforehand. The DC-bias voltage  $V$  is specifically changed to the value fluctuated by  $2V_{pi}$  or  $4V_{pi}$  from the threshold voltage  $V_{th}$ , and the optical power characteristic is changed by a half cycle or round term.

[0065]For example, when CD bias voltage  $V$  is set to  $VC = V_{max} = V_{th}$ , in drawing 7 with a DC-bias voltage change command. The DC-bias voltage  $V$  shifts only  $2V_{pi}$  or  $4V_{pi}$ , and changes to the value of  $VC'$  or  $VC''$ , and the optical power characteristic is shifted by a part for a half cycle, and 1 cycle. Thereby, also when a drift crosses a DC-bias voltage variable range, as shown in the figure, the operating point is held at an optimum value and a modulated light output is kept constant with  $A=B=C=D$ .

[0066]However, as mentioned above, if DC-bias voltage is changed during optical power, the output will be disrupted or a noise will ride. So, in the above-mentioned composition, a blanking period is detected from the modulating signal which branched in a part of modulating signal with the signal branch machine 29, and branched in the blanking detector circuit 30, and the switching operation of DC-bias voltage is made to be performed within between the patent period.

[0067]In the above-mentioned embodiment, like a 2nd embodiment, the blanking detector circuit 30 is started by the detect output of the DC-bias supervisory circuit 29, and, of course, it may be made to perform the changing process of DC-bias voltage by the blanking detect output of this blanking detector circuit 30.

[0068]

[Effect of the Invention]As stated above, even if a limit is located in the variable range of the drive circuit and bias circuit which follow in footsteps of the transfer characteristic drift of a signal transduction circuit according to this invention, Drift imitation can be performed in the variable range, a problem which leads to a system failure by this can be avoided, and the drift amendment method of the signal transduction circuit which can build a reliable signal transmission system can be provided.

---

[Translation done.]

(51) Int.Cl.<sup>6</sup>  
H 04 B 10/00  
H 04 N 7/22

識別記号 序内整理番号  
F I  
H 04 B 9/00  
H 04 N 7/22

技術表示箇所  
C

## 審査請求 未請求 請求項の数11 O.L (全 11 頁)

(21)出願番号 特願平7-241278  
(22)出願日 平成7年(1995)9月20日

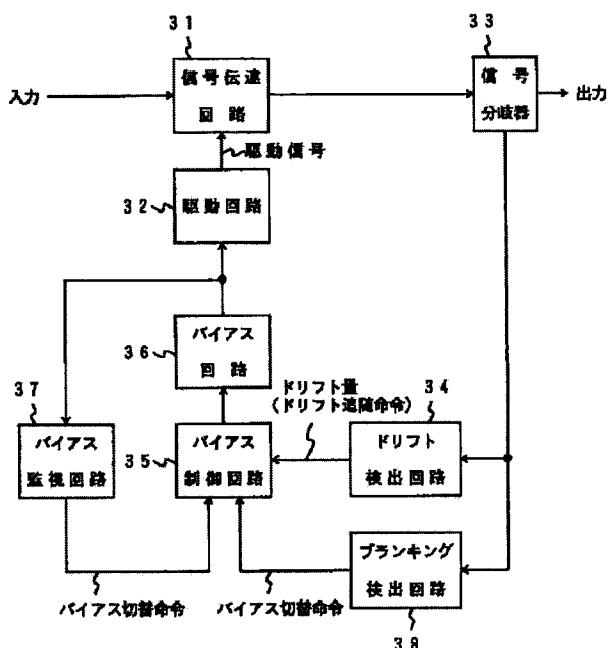
(71)出願人 000003078  
株式会社東芝  
神奈川県川崎市幸区堀川町72番地  
(72)発明者 志水 文彦  
東京都日野市旭が丘3丁目1番地の1 株  
式会社東芝日野工場内  
(74)代理人 弁理士 鈴江 武彦

## (54)【発明の名称】 信号伝達回路のドリフト補正方式

## (57)【要約】

【課題】 信号伝達回路の伝達特性ドリフトに追随する駆動回路の可変範囲に限界があつても、ドリフト追随をその可変範囲内で行うことができるようとする。

【解決手段】 信号伝達回路31の出力の一部を信号分岐器33で分岐し、ドリフト検出回路34で分岐信号からドリフトを検出し、バイアス制御回路35で検出ドリフトを補正するようにバイアス回路36の駆動信号に対するバイアス出力を制御する。このとき、バイアス監視回路37でバイアス出力を監視して駆動信号の可変範囲を越える場合には、信号伝達回路31の伝達特性が駆動信号に対して周期性を有することを利用して、バイアス制御回路35に対して駆動信号が伝達特性の一周期分シフトするように制御させる。但し、シフト処理によって信号の品質劣化を生じないように、プランギング検出回路38で信号分岐器33の出力からプランギング期間を検出し、この期間にシフト処理を行うようとする。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 伝送信号に与える伝達特性を駆動信号に応じて制御可能で、前記駆動信号の変化に対応して前記伝達特性が周期性を有する信号伝達回路に用いられ、前記伝達特性のドリフトを補正する信号伝達回路のドリフト補正方式において、

前記信号伝達回路に与える駆動信号を発生する駆動回路と、

前記信号伝達回路のドリフトを検出するドリフト検出手段と、

この手段で検出されたドリフトを補正する制御信号を生成して前記駆動回路に供給することで前記伝達特性のドリフトを補正する駆動信号制御手段と、

前記駆動信号制御手段から出力される制御信号を監視して当該制御手段による前記駆動信号の可変範囲を越えることを予測判断する制御信号監視手段とを具備し、

前記駆動信号制御手段は、前記制御信号監視手段で制御信号が駆動信号の可変範囲を越えると判断されたとき、前記駆動信号を前記伝達特性の一周期分シフトさせる機能を有することを特徴とする信号伝達回路のドリフト補正方式。

【請求項2】 前記ドリフト検出手段は、前記信号伝達回路の出力信号の一部を分岐する信号分岐手段を備え、この信号分岐手段で分岐された信号からドリフトを検出することを特徴とする請求項1記載の信号伝達回路のドリフト補正方式。

【請求項3】 さらに、前記伝送信号からブランкиング期間を検出するブランкиング検出手段を備え、

前記駆動信号制御手段は、前記ブランкиング検出手段で検出されるブランкиング期間に前記駆動信号のシフト処理を行うことを特徴とする請求項1記載の信号伝達回路のドリフト補正方式。

【請求項4】 さらに、前記駆動信号監視手段で制御信号が駆動信号の可変範囲を越えると判断されたとき、前記伝送信号からブランкиング期間を検出するブランкиング検出手段を備え、

前記駆動信号制御手段は、前記ブランкиング検出手段のブランкиング検出結果に基づいて前記駆動信号のシフト処理を行うことを特徴とする請求項1記載の信号伝達回路のドリフト補正方式。

【請求項5】 前記伝送信号が一定周期で空白期間を有するバーストデータであるとき、前記ブランкиング検出手段は、前記バーストデータの空白期間を検出することを特徴とする請求項3及び4いずれか一方記載の信号伝達回路のドリフト補正方式。

【請求項6】 前記伝送信号が一定周期で垂直、水平ブランкиング期間を有する映像信号であるとき、前記ブランкиング検出手段は、前記映像信号の垂直または水平ブランкиング期間を検出することを特徴とする請求項3及び4いずれか一方記載の信号伝達回路のドリフト補正方

式。

【請求項7】 前記信号伝達回路が光信号から任意の波長の光信号を抽出する波長可変光フィルタであって、当該光フィルタが前記駆動信号に応じて光透過波長特性を変化させるものであるとき、前記駆動信号制御手段は、前記制御信号監視手段で制御信号が駆動信号の可変範囲を越えると判断されたとき、前記駆動信号を前記光透過波長特性の自由スペクトル間隔の整数倍シフトさせることを特徴とする請求項1記載の信号伝達回路のドリフト補正方式。

【請求項8】 前記波長可変光フィルタは、ファイバファブリペロー波長可変光フィルタであることを特徴とする請求項7記載の信号伝達回路のドリフト補正方式。

【請求項9】 前記波長可変光フィルタがファイバファブリペロー波長可変光フィルタであるとき、

前記ドリフト検出手段は、ファブリペロー共振器を構成する共振器長で決定される透過波長を表すパラメータを測定し、このパラメータから波長可変光フィルタの透過波長特性のドリフトを検出することを特徴とする請求項7記載の信号伝達回路のドリフト補正方式。

【請求項10】 前記信号伝達回路が搬送光の光強度を変調された駆動信号に応じて変調する光強度変調器であって、当該光強度変調器が前記駆動信号に応じて光出力特性を変化させるものであるとき、

前記駆動信号制御手段は、前記制御信号監視手段で制御信号が駆動信号の可変範囲を越えると判断されたとき、前記駆動信号を前記光出力特性の半波長電圧の偶数倍相当分シフトさせることを特徴とする請求項1記載の信号伝達回路のドリフト補正方式。

【請求項11】 前記光強度変調器は、マッハツエンダー型であることを特徴とする請求項10記載の信号伝達回路のドリフト補正方式。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、映像などのブランкиング期間を有する（データ）信号を伝達するシステム、特に光伝送システムなどにおいて、伝達特性が環境変化や経年変化に伴ってドリフトする信号伝達回路のドリフト補正方式に関する。

## 【0002】

【従来の技術】 信号伝達回路として、波長多重光伝送システムにおいて信号変調された各波長の多重光から必要な波長光を選択するファイバファブリペロー（F P）波長可変光フィルタを例にして、図8から図10を参照して第1の従来例の構成と問題点を説明する。

【0003】 図8はその構成を示すもので、F P波長可変光フィルタ11は波長多重光入力から駆動電圧に応じた特定波長の光信号だけを抽出する。この光フィルタ11で抽出された光信号は光分岐器12で一部分岐され、光／電気変換回路13で電気信号に変換されてドリ

フト検出回路14に入力される。

【0004】このドリフト検出回路14は、例えば透過光のパワーピークをモニタして波長のドリフトを検出するもので、その検出結果は駆動電圧制御回路15に送られる。この駆動電圧制御回路15はドリフト量に相当するバイアス値を求めて駆動回路16に与え、この駆動回路16で発生される光フィルタ11の駆動電圧値を制御するものである。

【0005】FFP波長可変光フィルタ11の動作と特性を図9に示す。この光フィルタ11は、同図に示すように、印加する駆動電圧Vによって透過する光波長を制御することができ、波長多重された光信号の中から必要な波長 $\lambda A$ の光信号だけを選択することができる。

【0006】ここで、上記光フィルタ11は、光共振器の構造から、同図に示すように周期的な特性を有する。同一駆動電圧に対応する透過波長の周期は、一般に自由スペクトル間隔(FSR:Free Spectral Range)と呼ばれている。すなわち、任意透過波長に対応していた駆動電圧Vを大きくしていくと、ある電圧V<sub>FSR</sub>で再び初めの任意透過波長が得られる。

【0007】ところで、FFP波長可変光フィルタに環境変化や経年変化があると、この透過波長特性は同図AからBのようにドリフトする性質を有し、そのままの駆動電圧Vでは透過波長特性のドリフトに伴って透過波長が $\lambda A$ から $\lambda B$ に変動し、偏差 $\Delta \lambda$ が生じてしまう問題がある。

【0008】そこで、この問題を回避するため、図8に示す第1の従来例では、光フィルタ11の出力の一部を取り出して電気信号に変換し、任意の手法によってドリフトを検出し、その検出信号によってドリフトに追随するように駆動電圧を制御している。このドリフト補正方式は一般によく使用されている。

【0009】このようなドリフト補正を行うことにより、図10に示すように、透過波長特性のドリフトA→B→Cに伴ってFFP波長可変光フィルタ11の駆動電圧をVA→VB→VCと変化追隨させれば、透過波長を $\lambda A = \lambda B = \lambda C$ と一定に保つことができる。

【0010】しかし、一般的に駆動回路16は、その回路構成上、同図に示すような最大駆動電圧V<sub>max</sub>の制限を有し、これによって駆動電圧可変範囲が決定されている。したがって、もしも透過波長特性のドリフトが同図Dのように可変範囲以上に大きくなると、駆動電圧はこのドリフトに追随できず、透過波長は $\lambda D$ となり、

(D)のような偏差 $\Delta \lambda$ を持つことになる。これは必要な波長選択ができないというシステム全体の不稼働(システムダウン)につながるような問題となってしまう。

【0011】この問題を解決するためには、駆動回路の駆動電圧範囲を大きくすればよいが、技術的またはコストを含む現実的な限度がある。また、FFP波長可変光フィルタそのもののドリフト特性を抑圧すればよいが、

これも技術的な限界がある。

【0012】次に、信号伝達回路として、光伝送システムにおいて電気変調信号によって光入力信号を強度変調して伝送するマッハツエンダー(MZ)型光強度変調器を例にして、図11から図13を参照して第2の従来例の構成と問題点を説明する。

【0013】図11はその構成を示すもので、MZ型光強度変調器21は変調信号により変調された駆動回路22からの駆動電圧に応じて所定波長の光入力を変調出力する。この光強度変調器21から出力される変調光は光分岐器23で一部分岐され、光/電気変換回路24で電気信号に変換されてDCドリフト検出回路25に入力される。

【0014】このDCドリフト検出回路25は、例えば入力信号を平滑してそのDC成分の変化からDCドリフト量を検出するもので、その検出結果はDCバイアス制御回路26に送られる。このDCバイアス制御回路26はDCドリフト量に相当するバイアス値を求めてDCバイアス回路27に与え、このDCバイアス回路27で発生される駆動回路22に対するDCバイアス電圧値を制御するものである。

【0015】MZ型光強度変調器21の動作と特性を図11に示す。この光強度変調器21は、同図に示すように、印加するDCバイアス電圧Vによって変調信号の動作点を光出力特性Aの最適点に制御することができ、入力された電気変調信号に応じて光入力を変調光出力

(A)のように最適化することができる。

【0016】ここで、上記光強度変調器21は、同図に示すように周期的な光出力特性を有する。MZ型光強度変調器21で入力光の位相を半波長だけ変調するバイアス電圧は、一般に半波長電圧V<sub>π</sub>と称されている。すなわち、任意動作点を提供するDCバイアス電圧Vを大きくしていくと、4V<sub>π</sub>の電圧変化で再び初めの任意動作点となる。

【0017】ところで、MZ型光強度変調器に環境変化や経年変化があると、この光出力特性は同図AからBのようにドリフトする性質を有し、そのままのDCバイアス電圧Vでは光出力特性のドリフトに伴って変調光出力がBのように歪んでしまう問題がある。

【0018】そこで、上記問題を解決するため、図11に示す第2の従来例では、MZ型光強度変調器21の出力の一部を取り出して電気信号に変換し、任意の手法によってDCドリフトを検出し、その検出信号によってドリフトに追随するようにDCバイアス電圧を制御している。このドリフト補正方式も一般的によく使用されている。

【0019】このようなドリフト補正を行うことにより、図13に示すように、光出力特性のドリフトA→B→Cに伴ってMZ型光強度変調器21のDCバイアス電圧VをVA→VB→VCと変化追隨させれば、変調光出

力 (A, B, C) は  $A = B = C$  と歪みなく一定に保つことができる。

【0020】しかし、一般的に駆動回路22は、その回路構成上、同図に示すような最大DCバイアス電圧  $V_{max}$  の制限を有し、これによってDCバイアス可変範囲が決定されている。したがって、もしも光出力特性のドリフトが同図Dに示すように可変範囲以上に大きくなると、DCバイアス電圧  $V_D$  はこのドリフトに追随できず、変調光出力は (D) のように再び歪むことになる。これは必要な伝送品質を保持できないというシステム全体のシステムダウンにつながるような問題となってしまう。

【0021】この問題を解決するためには、駆動回路のDCバイアス範囲を大きくすればよいが、技術的またはコストを含む現実的な限界がある。また、MZ型光強度変調器そのもののドリフト特性を抑圧すればよく、現在有効な方法も検討されているが、長期的にこれを補償するのには限界があり、コスト高も招いてしまう。

#### 【0022】

【発明が解決しようとする課題】以上述べたように従来の信号伝達回路のドリフト補正方式では、伝達特性ドリフトに追随する駆動回路に可変範囲の限界があるため、その可変範囲を越えるようなドリフトが発生すると、もはや追随不能となってシステムダウンにつながるような問題を生じてしまう。

【0023】本発明の課題は、上記の問題を解決し、信号伝達回路の伝達特性ドリフトに追随する駆動回路の可変範囲に限界があっても、ドリフト追随をその可変範囲内で行うことができ、これによってシステムダウンにつながるような問題を回避し、信頼性の高い信号伝送システムを構築できる信号伝達回路のドリフト補正方式を提供することにある。

#### 【0024】

【課題を解決するための手段】上記課題を解決する本発明に係る信号伝達回路のドリフト補正方式は、

(1) 伝送信号に与える伝達特性を駆動信号に応じて制御可能で、前記駆動信号の変化に対応して前記伝達特性が周期性を有する信号伝達回路に用いられ、前記伝達特性のドリフトを補正する方式であって、前記信号伝達回路に与える駆動信号を発生する駆動回路と、前記信号伝達回路のドリフトを検出するドリフト検出手段と、この手段で検出されたドリフトを補正する制御信号を生成して前記駆動回路に供給することで前記伝達特性のドリフトを補正する駆動信号制御手段と、前記駆動信号制御手段から出力される制御信号を監視して当該制御手段による前記駆動信号の可変範囲を越えることを予測判断する制御信号監視手段とを具備し、前記駆動信号制御手段は、前記制御信号監視手段で制御信号が駆動信号の可変範囲を越えると判断されたとき、前記駆動信号を前記伝達特性の一周期分シフトさせる機能を有することを特徴とする。

とする。

【0025】(2) (1) の構成において、前記ドリフト検出手段は、前記信号伝達回路の出力信号の一部を分岐する信号分岐手段を備え、この信号分岐手段で分岐された信号からドリフトを検出することを特徴とする。

【0026】(3) (1) の構成において、さらに、前記伝送信号からプランキング期間を検出するプランキング検出手段を備え、前記駆動信号制御手段は、前記プランキング検出手段で検出されるプランキング期間に前記駆動信号のシフト処理を行うことを特徴とする。

【0027】(4) また、(1) の構成において、さらに、前記駆動信号監視手段で制御信号が駆動信号の可変範囲を越えると判断されたとき、前記伝送信号からプランキング期間を検出するプランキング検出手段を備え、前記駆動信号制御手段は、前記プランキング検出手段のプランキング検出結果に基づいて前記駆動信号のシフト処理を行なうことを特徴とする。

【0028】すなわち、(1) の構成による信号伝達回路のドリフト補正方式では、信号伝達回路の特性に周期性があることを利用し、駆動信号の可変範囲を越えるようなドリフトがあった場合に、駆動信号を伝達特性の一周期分シフトさせることで、ドリフト追随をその可変範囲内で行えるようにしている。

【0029】(2) の構成では、前記信号伝達回路の出力信号の一部を分岐し、この分岐信号からドリフトを検出することで、ドリフト検出による出力信号の劣化を防止するようにしている。

【0030】(3)、(4) の構成では、伝送信号のプランキング期間を利用し、このプランキング期間を検出して、この期間に駆動信号のシフト処理を行うことで、シフト処理に伴う信号の品質劣化を防止するようにしている。

#### 【0031】

【発明の実施の形態】以下、図1乃至図8を参照して本発明の実施の形態を詳細に説明する。図1は第1の実施形態として、任意の信号伝達回路を備える信号伝送システムに本発明に係るドリフト補正方式を適用した場合の構成を示すもので、信号伝達回路31は駆動回路32からの駆動信号に応じて入力信号に所定の伝達特性を与える。この信号伝達回路31から出力される信号は信号分岐器33で一部分岐されてドリフト検出回路34に入力される。

【0032】このドリフト検出回路34は、所定の手法により入力信号からドリフト量を検出し、その検出時にバイアス制御回路35に対して検出したドリフト量を与える。

【0033】バイアス制御回路35は、与えられたドリフト量に相当するバイアス値を求めてバイアス回路36に与え、このバイアス回路36で発生されるバイアス電圧値を制御する。バイアス回路36から出力されるバイ

アス電圧は駆動回路32に供給されると共に、バイアス監視回路37にも供給される。

【0034】このバイアス監視回路37は入力バイアス電圧が閾値レベルを越えるか否かを監視し、閾値レベルを越えたとき、バイアス切替命令を発生する。このバイアス切替命令はバイアス制御回路35に送られる。

【0035】一方、信号分岐器33で分岐された信号はプランキング検出回路38にも供給される。このプランキング検出回路38は入力信号からプランキング期間を検出するもので、プランキング期間検出時にはバイアス切替命令を発生する。このバイアス切替命令もバイアス制御回路35に送られる。

【0036】バイアス制御回路35は、通常はドリフト追随命令のみで動作するが、バイアス監視回路37及びプランキング検出回路38から同時にバイアス切替命令が与えられるとき、バイアス値をFSR相当だけシフトする機能を有する。

【0037】すなわち、上記構成では、駆動回路32を介して印加するバイアス電圧によって信号伝達回路31の動作点をその信号伝達特性の最適点に制御することができる。このような信号伝達回路に環境変化や経年変化があると、その特性はドリフトする性質を有し、そのままのバイアス電圧では特性のドリフトに伴って出力が歪んでしまう。このため、信号伝達回路31の出力の一部を取り出して、任意の手法によってドリフトを検出し、その検出結果によってドリフトに追随するようにバイアス電圧を制御している。

【0038】しかしながら、信号伝達回路31の特性を制御する駆動回路32にはその回路構成上、駆動信号の最大値の制限によって可変範囲が決定されてしまう。このため、その可変範囲以上のドリフトが生じた場合には対処できない。そこで、本実施形態の構成では、上記信号伝達回路31に周期的な信号伝達特性を有することを利用し、バイアス監視回路37でバイアス値が閾値を越えた時点でバイアス制御回路35にバイアス切替命令を与え、FSR相当分のバイアス切替を行わせ、動作点を許容範囲に収めるようにしている。

【0039】但し、バイアス切替を行うと、出力信号がとぎれたりノイズが入ったりして信号の品質劣化を招く。そこで、プランキング検出回路38により出力信号のプランキング期間を検出し、その検出タイミングでバイアス切替を指示する。

【0040】したがって、上記構成によれば、信号伝達回路31の伝達特性ドリフトに追随する駆動回路32の可変範囲を越えるようなドリフトがあっても、出力の無信号時にバイアス値をFSR相当分シフトしているので、ドリフト追随をその可変範囲内で行うことができる。

【0041】図2は第2の実施形態として、任意の信号伝達回路を備える信号伝送システムに本発明に係るドリ

フト補正方式を適用した場合の構成を示すものである。尚、図2において、図1と同一部分には同一符号を付して示し、ここでは重複した説明を省略する。

【0042】すなわち、図1に示した第1の実施形態の構成では、バイアス制御回路35でバイアス監視回路37とプランキング検出回路38から同時にバイアス切替命令が出力されたことを検出してバイアス切替を行うようにした。

【0043】これに対し、第2の実施形態では、バイアス監視回路37からバイアス回路36の出力が閾値を越えた時点でプランキング検出命令を出力させてプランキング検出回路38を起動し、この回路38で出力信号のプランキング検出により発生されるバイアス切替命令のみで、バイアス制御回路35のバイアス切替を行うようしている。この構成によても、第1の実施形態と同様の効果を得ることができる。

【0044】図3は第3の実施形態として、信号伝達回路にFFP波長可変光フィルタを用いた光伝送システムに本発明に係るドリフト補正方式を適用した場合の構成を示すものである。尚、図3において、図8と同一部分には同一符号を付して示し、ここでは重複した説明を省略する。

【0045】本実施形態の構成は、図8に示した回路構成に、さらに駆動回路16から出力される駆動電圧が閾値を越えるか否かを検出する駆動電圧監視回路17と、光/電気変換回路13の出力信号からプランキング期間を検出するプランキング検出回路18を加え、駆動電圧制御回路15において、駆動電圧監視回路17及びプランキング検出回路18の両検出結果から、駆動電圧の可変範囲を越えるドリフトが発生したとき、プランキング期間に駆動電圧をFSR相当分シフトする制御を行うようにしたものである。

【0046】上記の制御動作を図4及び図5を参照して具体的に説明する。図4はFFP波長可変光フィルタ11の動作と特性を示すもので、この光フィルタ11は、同図に示すように、印加する駆動電圧Vによって透過する光波長を制御することができ、波長多重された光信号の中から必要な波長 $\lambda_A$ の光信号だけを選択することができる。その透過波長特性は、前述したように周期性(FSR)を有する。

【0047】ここで、FFP波長可変光フィルタ11に環境変化や経年変化があり、透過波長特性が同図AからBのようにドリフトすると、そのままの駆動電圧Vでは透過波長特性のドリフトに伴って透過波長が $\lambda_A$ から $\lambda_B$ に変動し、偏差 $\Delta\lambda$ が生じてしまう。そこで、光フィルタ11の出力の一部を取り出して電気信号に変換し、任意の手法によってドリフトを検出し、その検出信号によってドリフトに追随するように駆動電圧を制御している。

【0048】また、これとは別に、ドリフト検出回路1

4の構成としては、波長可変光フィルタ11のファブリペロー共振器を構成する共振器長で決定される透過波長を表す静電容量などのパラメータを測定し、このパラメータから波長可変光フィルタの透過波長特性のドリフトを検出することでドリフトを検出し、その検出信号によってドリフトに追随するように駆動電圧を制御する方式もある。

【0049】このようなドリフト補正を行うことにより、透過波長特性のドリフトA→B→Cに伴ってFFP波長可変光フィルタ11の駆動電圧をVA→VB→VCと変化追随させれば、透過波長を $\lambda_A = \lambda_B = \lambda_C$ と一定に保つことができる。

【0050】一方、駆動回路16は前述のように最大駆動電圧 $V_{max}$ の制限を有し、これによって駆動電圧可変範囲が決定されている。したがって、もしも透過波長特性のドリフトが同図Dのように可変範囲以上に大きくなると、駆動電圧はこのドリフトに追随できなくなる。

【0051】そこで、上記の構成では、図4に示す透過波長特性がCまたはDのようにドリフトして追随駆動電圧が可変範囲を越える場合を考慮して、駆動電圧監視回路17に対し、予め駆動電圧が可変範囲を越えないような閾値 $V_{th}$ （図では $V_{th} = V_{max}$ ）を設定しておき、駆動電圧が閾値 $V_{th}$ を越えた場合に、駆動電圧制御回路15に駆動電圧切替命令を与える。

【0052】この命令を受けた駆動電圧制御回路15は、予め既知のFSR相当分VFSRだけ駆動電圧をその可変範囲内にシフトする。具体的には、駆動電圧Vを $V_{th}$ よりVFSR分だけ変動させた値に切り替えて、C, DからC', D'のように一周期分だけ透過波長特性を変化させる。

【0053】例えば、図4において、駆動電圧Vが $VC = V_{max} = V_{th}$ となると、駆動電圧切替命令により、その駆動電圧VはVFSRだけシフトして $VC'$ の値に切り替わる。これにより、ドリフトが駆動電圧可変範囲を越えるときも、同図に示すように、透過波長は $\lambda_A = \lambda_B = \lambda_C = \lambda_D$ と一定に保たれる。

【0054】但し、前述のように、駆動電圧を光出力中に切り替えると、その出力がとぎれたりノイズが乗ったりする。そこで、上記構成では、光電変換出力からプランキング期間を検出するプランキング検出回路18を設け、この回路18でプランキング期間が検出されているときのみ駆動電圧の切替動作が行われるようにしている。

【0055】例えば、バーストデータでは図5(a)に示すような空白期間を備え、映像信号では図5(b)に示すような垂直プランキング期間を備えている。このような期間を上記プランキング検出回路18で検出し、その検出時に駆動電圧切替命令を駆動電圧制御回路15に与えるようにすれば、その期間に駆動電圧の切替動作が行われるようになり、伝送信号の品質劣化を生じること

はない。

【0056】尚、上記実施形態において、第2の実施形態と同様に、駆動電圧監視回路17の検出出力によりプランキング検出回路18を起動し、このプランキング検出回路18のプランキング検出出力で駆動電圧切替処理を行うようにしてもよいことは勿論である。

【0057】図6は第4の実施形態として、信号伝達回路にMZ型光強度変調器を用いた光伝送システムに本発明に係るドリフト補正方式を適用した場合の構成を示すものである。尚、図6において、図11と同一部分には同一符号を付して示し、ここでは重複した説明を省略する。

【0058】本実施形態の構成は、図11に示した回路構成に、さらにDCバイアス回路27から出力されるDCバイアス値が閾値を越えるか否かを検出するDCバイアス監視回路28と、変調信号を一部分岐する信号分岐器29と、分岐された変調信号からプランキング期間を検出するプランキング検出回路30を加え、DCバイアス制御回路26において、DCバイアス監視回路28及びプランキング検出回路30の両検出結果から、DCバイアス電圧の可変範囲を越えるドリフトが発生したとき、プランキング期間にDCバイアス電圧をFSR相当分シフトする制御を行うようにしたものである。

【0059】上記の制御動作を図7を参照して具体的に説明する。図7はMZ型光強度変調器21の動作と特性を示すもので、この光強度変調器21は、同図に示すように、印加するDCバイアス電圧Vによって変調信号の動作点を光出力特性Aの最適点に制御することができ、入力された電気変調信号に応じて光入力を変調光出力(A)のように最適化することができる。その光出力特性は、前述したように周期性を有する。

【0060】ここで、上記光強度変調器21に環境変化や経年変化があり、光出力特性は同図AからBのようにドリフトすると、そのままのDCバイアス電圧Vでは光出力特性のドリフトに伴って変調光出力が歪んでしまう。そこで、MZ型光強度変調器21の出力の一部を取り出して電気信号に変換し、任意の手法によってDCドリフトを検出し、その検出信号によってドリフトに追随するようにDCバイアス電圧を制御している。

【0061】このようなドリフト補正を行うことにより、光出力特性のドリフトA→B→Cに伴ってMZ型光強度変調器21のDCバイアス電圧VをVA→VB→VCと変化追随させれば、変調光出力(A, B, C)をA=B=Cと歪みなく一定に保つことができる。

【0062】一方、駆動回路22は前述のように最大DCバイアス電圧 $V_{max}$ の制限を有し、これによってDCバイアス可変範囲が決定されている。したがって、もしも光出力特性のドリフトが同図Dに示すように可変範囲以上に大きくなると、DCバイアス電圧VDはこのドリフトに追随できなくなる。

【0063】そこで、上記の構成では、図7に示す光出力特性がCまたはDのようにドリフトして追隨DCバイアス電圧が可変範囲を越える場合を考慮して、DCバイアス監視回路28に対し、予めDCバイアス電圧が可変範囲を越えないような閾値V<sub>th</sub>（図ではV<sub>th</sub>=V<sub>max</sub>）を設定しておき、DCバイアス電圧が閾値V<sub>th</sub>を越えた場合に、DCバイアス制御回路26にDCバイアス電圧切替命令を与える。

【0064】この命令を受けたDCバイアス制御回路26は、予め既知の半波長電圧V<sub>π</sub>の2n倍だけDCバイアスをその可変範囲内にシフトする。具体的には、DCバイアス電圧Vを閾値電圧V<sub>th</sub>より2V<sub>π</sub>または4V<sub>π</sub>分だけ変動させた値に切り替えて、半周期または一周期分だけ光出力特性を変化させる。

【0065】例えば、図7において、CDバイアス電圧VがV<sub>C</sub>=V<sub>max</sub>=V<sub>th</sub>となると、DCバイアス電圧切替命令により、そのDCバイアス電圧Vは2V<sub>π</sub>または4V<sub>π</sub>だけシフトしてV<sub>C'</sub>またはV<sub>C''</sub>の値に切り替わり、光出力特性が半周期分または1周期分シフトされる。これにより、ドリフトがDCバイアス電圧可変範囲を越えるときも、同図に示すように、動作点は最適値に保持されて、変調光出力はA=B=C=Dと一定に保たれる。

【0066】但し、前述のように、DCバイアス電圧を光出力中に切り替えると、その出力がとぎれたりノイズが乗ったりする。そこで、上記構成では、信号分岐器29により変調信号の一部を分岐し、プランキング検出回路30で分岐された変調信号からプランキング期間を検出し、その検出期間内でDCバイアス電圧の切替動作が行われるようにしている。

【0067】尚、上記実施形態において、第2の実施形態と同様に、DCバイアス監視回路29の検出出力によりプランキング検出回路30を起動し、このプランキング検出回路30のプランキング検出出力でDCバイアス電圧の切替処理を行うようにしてもよいことは勿論である。

#### 【0068】

【発明の効果】以上述べたように本発明によれば、信号伝達回路の伝達特性ドリフトに追隨する駆動回路やバイアス回路の可変範囲に限界があつても、ドリフト追隨をその可変範囲内で行うことができ、これによってシステムダウンにつながるような問題を回避し、信頼性の高い信号伝送システムを構築できる信号伝達回路のドリフト補正方式を提供することができる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係るドリフト補正方式を適用した信号伝送システムの第1の実施形態の構成を示す回路図。

【図2】本発明に係るドリフト補正方式を適用した信号伝送システムの第2の実施形態の構成を示す回路図。

【図3】本発明に係るドリフト補正方式を適用した光伝

送システム（信号伝達回路がFFP波長可変光フィルタの場合）の第3の実施形態の構成を示す回路図。

【図4】第3の実施形態の動作を説明するためにFFP波長可変光フィルタの透過波長特性を示す特性図。

【図5】第3の実施形態の動作を説明するために種々の伝送信号のプランキングを示す波形図。

【図6】本発明に係るドリフト補正方式を適用した光伝送システム（信号伝達回路がMZ型光強度変調器の場合）の第4の実施形態の構成を示す回路図。

【図7】第4の実施形態の動作を説明するためにMZ型光強度変調器の光出力特性を示す特性図。

【図8】従来のドリフト補正方式を適用した光伝送システム（信号電圧回路がFFP波長可変光フィルタの場合）の構成を示す回路図。

【図9】図8に示すシステムに用いるFFP波長可変光フィルタの透過波長特性を示す特性図。

【図10】図8に示すシステムのドリフト補正動作を説明するためにFFP波長可変光フィルタの透過波長特性を示す特性図。

【図11】従来のドリフト補正方式を適用した光伝送システム（信号伝達回路がMZ型光強度変調器の場合）の構成を示す回路図。

【図12】図11に示すシステムに用いるMZ型光強度変調器の光出力特性を示す特性図。

【図13】図11に示すシステムのドリフト補正動作を説明するためにMZ型光強度変調器の光出力特性を示す特性図。

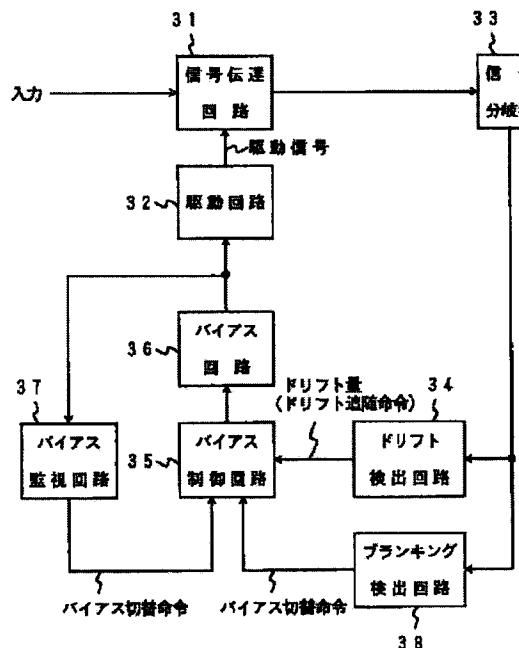
#### 【符号の説明】

- 1 1…ファイバアプリペロー波長可変光フィルタ
- 1 2…光分岐器
- 1 3…光/電気変換回路
- 1 4…ドリフト検出回路
- 1 5…駆動電圧制御回路
- 1 6…駆動回路
- 1 7…駆動電圧監視回路
- 1 8…プランキング検出回路
- 2 1…マッハツエンダー型光強度変調器
- 2 2…駆動回路
- 2 3…光分岐器
- 2 4…光/電気変換回路
- 2 5…DCドリフト検出回路
- 2 6…DCバイアス制御回路
- 2 7…DCバイアス回路
- 2 8…DCバイアス監視回路
- 2 9…信号分岐器
- 3 0…プランキング検出回路
- 3 1…信号伝達回路
- 3 2…駆動回路
- 3 3…信号分岐器
- 3 4…ドリフト検出回路

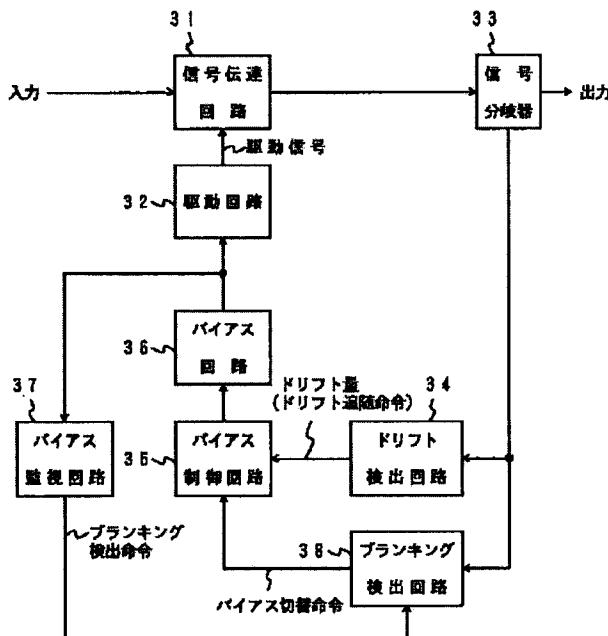
35…バイアス制御回路  
36…バイアス回路

37…バイアス監視回路  
38…ブランкиング検出回路

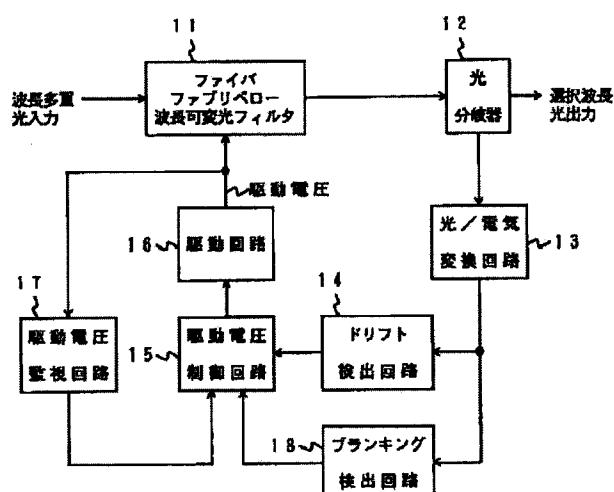
【図1】



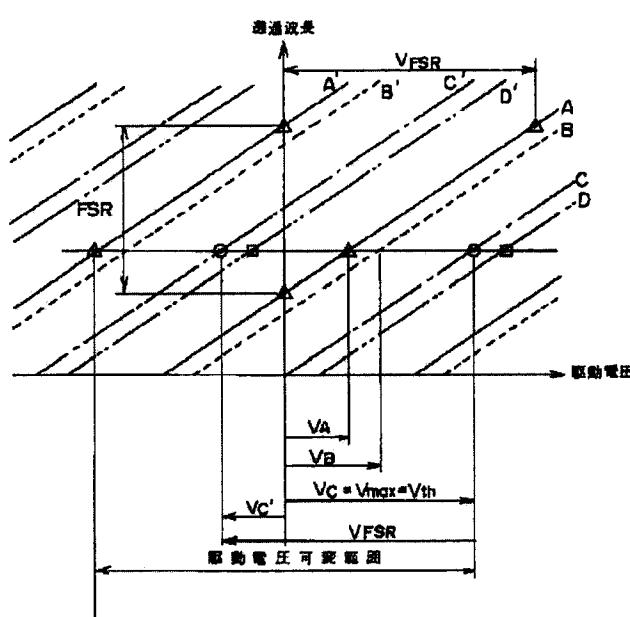
【図2】



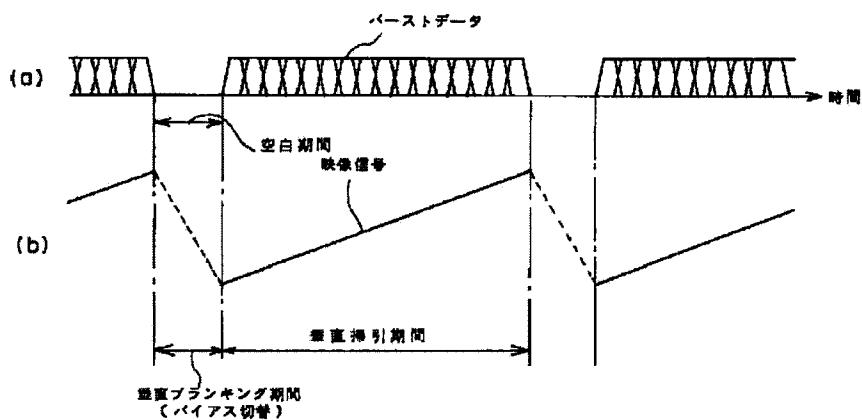
【図3】



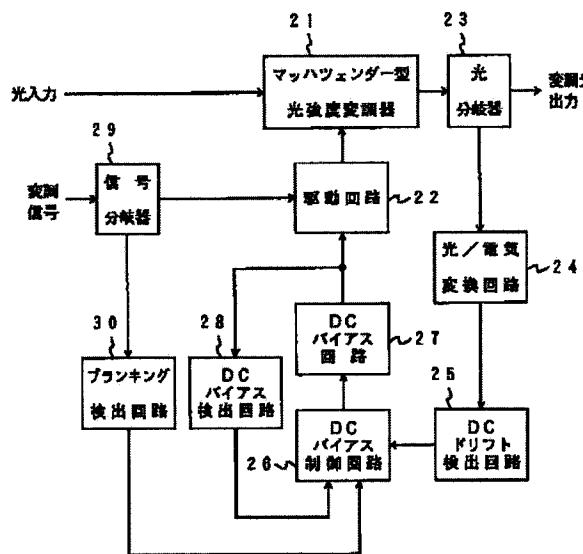
【図4】



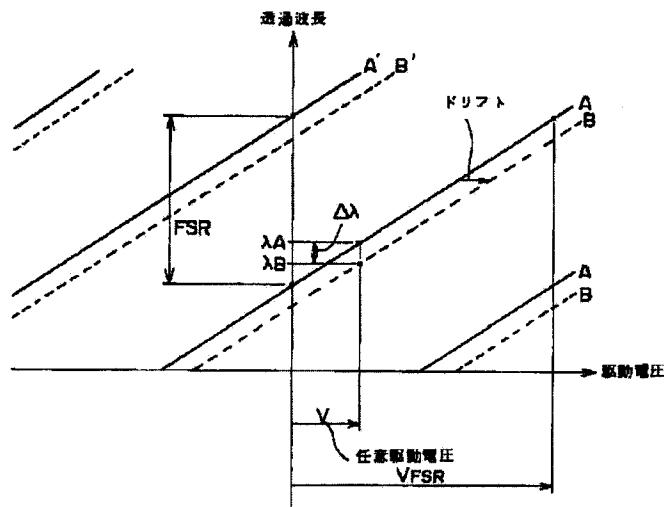
【四】5】



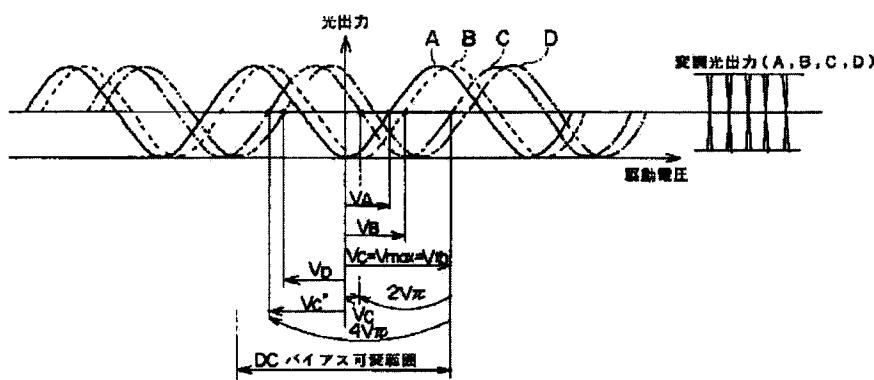
【四六】



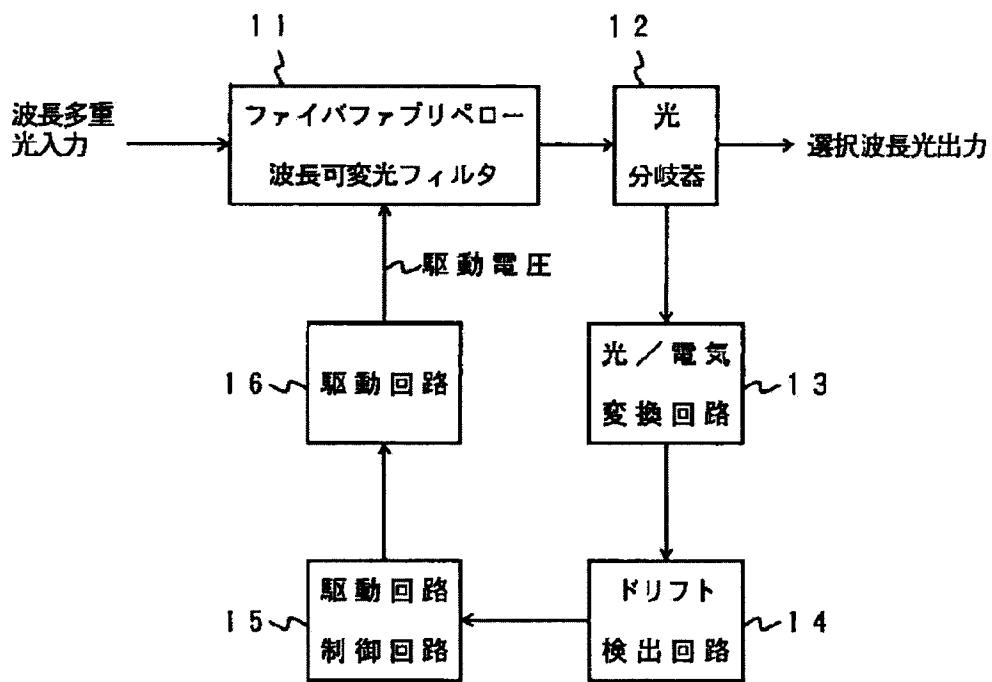
【図9】



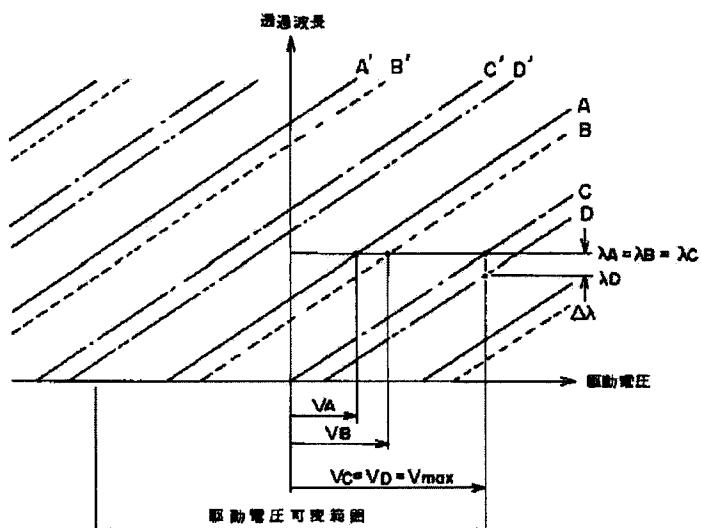
【圖7】



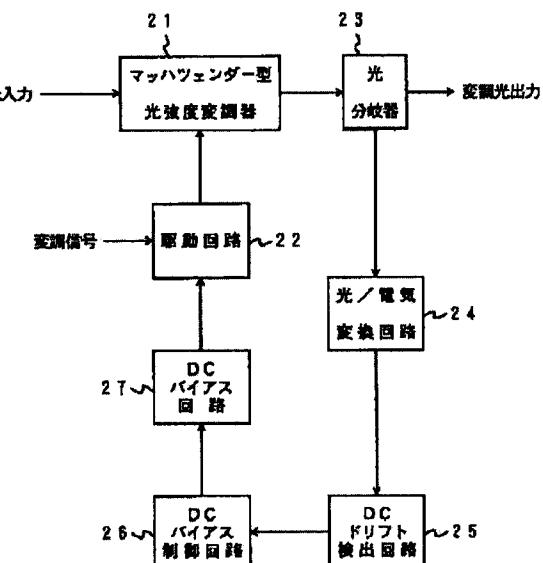
【図8】



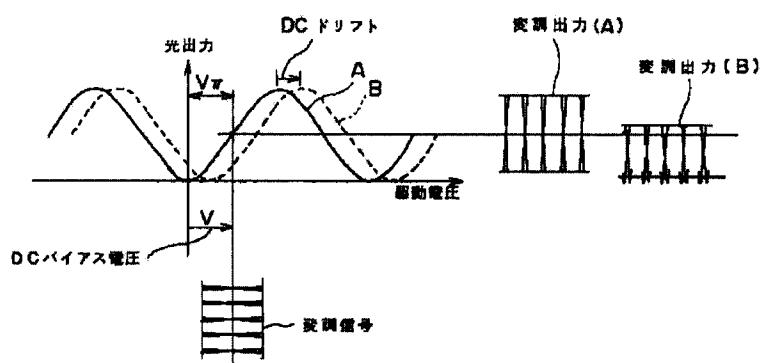
【図10】



【図11】



【図12】



【図13】

